



19 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

12 Patentschrift
10 DE 197 36 653 C 1

51 Int. Cl.⁶:
H 04 L 1/24
H 04 L 12/26
H 03 M 13/00

31 Aktenzeichen: 197 36 653.8-31
22 Anmeldetag: 22. 8. 97
43 Offenlegungstag: -
45 Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: 10. 12. 98

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

73 Patentinhaber:
Siemens AG, 80333 München, DE

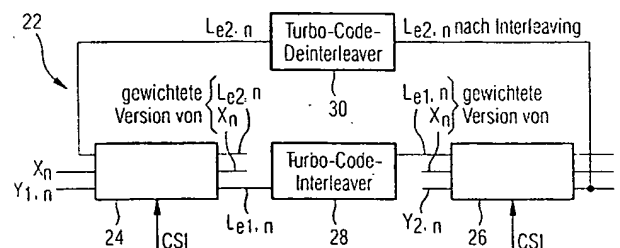
72 Erfinder:
Doetsch, Markus, Dipl.-Ing., 56072 Koblenz, DE;
Plechinger, Jörg, Dipl.-Ing., 67663 Kaiserslautern,
DE; Jung, Peter, Dr.-Ing. habil, 67697 Otterberg, DE

56 Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht
gezogene Druckschriften:
US 52 14 687
JUNG, P.: Comparison of Turbo-Code Decoders
Applied to Short Frame Transmission Systems, in:
IEEE Journal on Selected Areas in
Communications,
Vol. 14, No. 3, April 1996, S. 530-537;
DOUILLARD, C. u.a.: Iterative Correction of
Intersymbol Interference: Turbo-Equalization, in:
ETT, Vol. 6, No. 5, Sept. Oct. 1995, S. 507-511;

Best Available Copy

54 Verfahren und Einrichtung zur Abschätzung der Dienstqualität auf Übertragungskanälen in einem digitalen Übertragungssystem

57 Bei einem Verfahren und einer Einrichtung zur Abschätzung der Dienstqualität auf Übertragungskanälen in einem digitalen Übertragungssystem wird zur Kanalcodierung senderseitig in einem Turbo-Codierer eine Turbo-Codierung und empfängerseitig in einem Turbo-Decodierer eine Turbo-Decodierung mit Soft-Decision-Ausgangssignalen durchgeführt. Die Dienstqualität wird aus den Varianzen der Soft-Decision-Ausgangssignale an dem Turbo-Decodierer bestimmt. Wenn empfängerseitig ein MAP-Symbolschätzer verwendet wird, wird die Dienstqualität aus den Varianzen σ_{LLR}^2 der Soft-Decision-Ausgangssignale des Turbo-Decodierers bestimmt, indem aus den Varianzen σ_{LLR}^2 die Bitfehlerrate als Maß für die Dienstqualität berechnet wird. Bei dem Verfahren und in der Einrichtung wird als Turbo-Code ein RCPTC verwendet.



DE 197 36 653 C 1

DE 197 36 653 C 1

Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Einrichtung zur Abschätzung der Dienstqualität auf Übertragungskanälen in einem digitalen Übertragungssystem, bei dem zur Kanalcodierung senderseitig in einem Turbo-Codierer eine Turbo-Codierung und empfängerseitig in einem Turbo-Decodierer eine Turbo-Decodierung mit Soft-Decision-Ausgangssignalen durchgeführt wird.

In P. Jung, "Comparison of Turbo-Code Decoders Applied to Short Frame Transmission Systems", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Band 14 (1996) Seiten 530-537 wird die Anwendung von Turbo-Codes für digitale Übertragungssysteme untersucht, wobei sowohl Codierer als auch Decodierer für die Turbocodes in der Übertragungsstrecke untersucht werden. Die Decodierung der Turbocodes beruht auf der Verwendung von Soft-Input/Soft-Output-Decodierern, die entweder unter Verwendung von MAP(Maximum a-posteriori)-Symbolschätzern oder von MAP-Sequenzschätzern, beispielsweise einem Schätzer mit einem a-priori-Soft-Output-Viterbi-Algorithmus (APRI-SOVA) verwirklicht werden können. In dieser Veröffentlichung werden vier verschiedene Decodiereranordnungen und ihre Fähigkeiten, bestimmte Fehlerraten zu verarbeiten, beschrieben. Außerdem wird die Leistungsfähigkeit dieser Decoder bei verschiedenen Anwendungsfällen untersucht. Es wird festgestellt, daß die Turbocodes und deren iterative Decodierung eine wirksame Maßnahme gegen Paketfehler ist.

In ICC '95, Seattle, Washington, Juni 18.-22, 1995, "Turbo Codes for BC'S Applications", D. Divsalar und F. Pollara, werden Turbocodes vorgeschlagen, um eine Fehlerkorrektur bis nahe an die sogenannte Shannon-Grenze zu erreichen. Dazu sollen verhältnismäßig einfache Komponentencodes und große Interleaver verwendet werden. In dieser Veröffentlichung werden die Turbocodes in einem Codierer mit mehrfachen Codes erzeugt und in einem geeigneten Decodierer decodiert. Die Turbocodes wurden von Berrou et al. 1993 eingeführt (siehe C. Berrou, A. Glavieux und P. Thitimayshima, "Near Shannon limit area correction coding: Turbo codes" Proc. 1993 IEEE International conference on communications, Seiten 1064-1070). Mit dieser Methode kann einerseits eine sehr gute Fehlerkorrektur erreicht werden.

Aus ETT European Transactions on Telecommunications, Vol. 6, No. 5, September-October 1995, "Iterative Correction of Intersymbol Interference: Turbo-Equalization", Catherine Douillard et al. ist die sogenannte Turbo-Entzerrung bekannt, mit der die nachteiligen Effekte der Intersymbolinterferenz bei digitalen Übertragungssystemen behoben werden sollen, die durch Faltungscodes geschützt sind. Der Empfänger führt zwei aufeinanderfolgende Soft-Output-Entscheidungen aus, die von einem Symboldetektor und einem Kanaldecodierer über einen iterativen Prozess durchgeführt werden. Bei jeder Iteration wird extrinsische Information aus dem Detektor und dem Decoder bei der nächsten Iteration wie bei der Turbo-codierung verwendet. Es wird gezeigt, daß mit der Turbo-Entzerrung Intersymbolinterferenzeffekte bei Mehrweg-Kanälen überwunden werden können.

Zukünftige Übertragungssysteme, beispielsweise das Europäische UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) erfordern die Unterstützung einer Vielzahl von koexistierenden Trägerdiensten mit Trägerdatenraten von bis zu 2 Mbit/s in einer flexiblen Weise, wobei der bestmögliche spektrale Wirkungsgrad angestrebt wird. In dem ACTS (Advanced Communications Technologies and Services) Projekt AC090 FRAMES (Future Radio Wideband Multiple

Access System) wurde ein MA(Multiple Access)-Schema entwickelt, welches sich FRAMES Multiple Access(FMA) nennt und die Erfordernisse von UMTS erfüllt. Als Übertragungssystem der dritten Generation, welches einen weiten Bereich von Anwendungsgebieten, Trägerdiensten und unterschiedlichen Szenarios umfaßt, muß FMA gegenwärtige und zukünftige Entwicklungen von UMTS Funk-Interface-Standards zu erfüllen. FMA umfaßt zwei Betriebsarten, nämlich WB-TDMA (Wideband Time-Division Multiple Access) mit und ohne Spreizung und Kompatibilität mit GSM (Global System for Mobile Communications) und WB-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access). Obwohl hier im wesentlichen ein System nach FMA betrachtet wird, können auch andere Übertragungssysteme mit Vielfachzugriffsverfahren, beispielsweise FDMA (Frequency Division Multiple Access) oder MC-CDMA (Multi-carrier-CDMA) oder Kombinationen der erwähnten Übertragungssysteme einbezogen werden.

Im Hinblick auf die hohe Leistungsfähigkeit der Turbocodes ist es wünschenswert, diese bei digitalen Übertragungssystemen einzusetzen. Die vielfältigen Erfordernisse, beispielsweise bei FMA machen es jedoch erforderlich, beim Einsatz derartiger Turbocodes darauf zu achten, daß die Datenübertragung nicht durch die Übertragung von Fehlerkorrekturcodes zu stark belastet wird.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, die Dienstqualität eines Übertragungskanals abzuschätzen, ohne zusätzlichen Aufwand betreiben zu müssen.

Erfindungsgemäß ist dazu das eingangs erwähnte Verfahren dadurch gekennzeichnet, daß die Dienstqualität aus den Varianzen der Soft-Decision-Ausgangssignale an dem Turbo-Decodierer bestimmt wird.

Unter dem Begriff Dienstqualität wird hier folgendes verstanden. Für verschiedene Dienste gelten bestimmte QoS-Kriterien (QoS = Quality of Service = Dienstqualität), und die Definitionen der QoS-Kriterien für verschiedene Trägerdienste sind im Rahmen von FRAMES ausgearbeitet worden. Ein wichtiger Bestandteil eines QoS-Kriteriums ist die Trägerdatenrate R. Das QoS-Kriterium umfaßt auch eine maximal zulässige Fehlerrate P_b^G oder eine Paketverlustrate P_l^G in Kombination mit einer maximalen Ausfallwahrscheinlichkeit P_{out}^G . Im Falle von leitungsvermittelten Diensten muß die Wahrscheinlichkeit $P \{P_b > P_b^G\}$, daß die augenblickliche Bitfehlerrate P_b die P_b^G übersteigt, nicht größer sein als P_{out}^G , das heißt

$$Pr \{P_b > P_b^G\} < P_{out}^G.$$

Bei Sprachübertragung ist P_b^G gleich 10^{-3} und P_{out}^G gleich 0.05. Bei Paketdiensten gilt eine ähnliche Bedingung für die augenblickliche Paketverlustrate P_l :

$$Pr \{P_l > P_l^G\} < P_{out}^G.$$

Außer den Kriterien bezüglich Pr gibt es noch weitere Bedingungen im Rahmen des QoS-Kriteriums. Hier werden jedoch hauptsächlich die QoS-Parameter P_b^G , P_l^G und P_{out}^G betrachtet, die unmittelbar mit der Wahl des Fehlerkorrekturcodes (ECC) zu tun haben. Bei ECC bestimmen das Vielfachzugriffsverfahren, die Modulation und die Paketparameter im wesentlichen die Codierungsrate R_c . Mit anderen Worten hat die Codierungsrate R_c einen unmittelbaren Zusammenhang mit der Frage, ob ein QoS-Kriterium für einen bestimmten Dienst erfüllt wird oder nicht.

Es ist ersichtlich, daß die Bestimmung der Dienstqualität im Zusammenhang mit den QoS-Kriterien wichtig ist, wobei diese Bestimmung gemäß dem erfindungsgemäßen Verfahren möglich ist, ohne zusätzlichen Aufwand zu betrei-

ben, da die Varianzen empfängerseitig ohne zusätzliche Informationen festgestellt werden können.

Bei einem Verfahren, bei dem empfängerseitig ein Soft-Input/Soft-Output-Symbol oder -Sequenzschätzer verwendet wird, ist es vorteilhaft, wenn die Dienstqualität aus den Varianzen σ^2 der Soft-Decision-Ausgangssignale des Turbo-Decodierers bestimmt wird, wobei vorteilhafterweise aus den Varianzen σ^2 die Bitfehlerrate als Maß für die Dienstqualität berechnet wird.

Bei einem Verfahren, bei dem empfängerseitig ein MAP-Symbolschätzer oder ein MAP-Sequenzschätzer verwendet wird, ist es vorteilhaft, wenn die Dienstqualität aus den Varianzen σ^2_{LLR} der Soft-Decision-Ausgangssignale des Turbo-Decodierers bestimmt wird.

Bei einem Verfahren, bei dem empfängerseitig ein Viterbi-Algorithmus zur Sequenzschätzung verwendet wird, ist es vorteilhaft, wenn die Dienstqualität aus den Varianzen σ^2_{VTE} der Soft-Decision-Ausgangssignale des Turbo-Decodierers bestimmt wird.

Da das erfindungsgemäße Verfahren sowohl bei MAP-Schätzern als auch bei einer Schätzung durch einen Viterbi-Algorithmus einsetzbar ist, gibt es praktisch keine Einschränkung bezüglich der wichtigsten Verfahren zur Sequenz- und Symbolschätzung. Dies gilt, obwohl in der folgenden speziellen Beschreibung diese Aussage nur im Zusammenhang mit einem MAP-Symbolschätzer belegt wird.

Desweiteren ist es bei dem erfindungsgemäßen Verfahren vorteilhaft, wenn als Turbo-Code ein RCPTC (Rate Compatible Punctured Turbo Code) verwendet wird. Wie aus der detaillierten Beschreibung ersichtlich wird, ist ein derartiger Code besonders flexibel und geeignet für die Zwecke der Erfindung. Der RCPTC ermöglicht den Übergang von festgelegten ECC-auf flexible ECC-Strategien, wobei letztere auf zeitlich variierende Erfordernisse abgestimmt sind, so daß eine flexible Linklayer Controll und Medium Zugriffskontrolle möglich ist.

Eine Einrichtung zur Abschätzung der Dienstqualität auf Übertragungskkanälen in einem digitalen Übertragungssystem mit einem senderseitigen Turbo-Codierer und einem empfängerseitigen Turbo-Decodierer, der Soft-Decision-Ausgangssignale abgibt, ist zur Durchführung des vorstehend angegebenen Verfahrens gekennzeichnet durch eine Recheneinrichtung, die die Dienstqualität aus den Varianzen der Soft-Decision-Ausgangssignale des Turbo-Decodierers berechnet.

Eine vorteilhafte Ausgestaltung der erfindungsgemäßen Einrichtung ist dadurch gekennzeichnet, daß der Turbo-Codierer zwei parallel geschaltete RSC-Codierer, einen Interleaver, der einem der RSC-Codierer vorgeschaltet ist und eine Punktierungs/Multiplexer-Einrichtung aufweist, der die systematischen Sequenzen und die codierten Sequenzen von dem RSC-Codierer zugeführt wird, und daß der Turbo-Decodierer zwei RSC-Decodierer, einen Turbo-Code-Interleaver zwischen einem Ausgang des ersten RSC-Decodierers und einem Eingang des zweiten RSC-Decodierers sowie einen Turbo-Code-Deinterleaver zwischen einem Ausgang des zweiten RSC-Decodierers und einem Eingang des ersten RSC-Codierers aufweist. Diese Anordnung des Turbo-Codierers und des Turbo-Decodierers stellt eine einfache und für die meisten Anwendungsfälle ausreichende Lösung für diese beiden Komponenten dar, wobei der erzeugte RCPTC allen Anforderungen gerecht wird.

Eine vorteilhafte Ausgestaltung der erfindungsgemäßen Einrichtung ist dadurch gekennzeichnet, daß die Punktierungs/Multiplexer-Einrichtung eine Punktierung nach der sogenannten Berrou's-Punktierung durchführt, bei der nur die nichtsystematische Information punktiert wird. Diese Art der Punktierung ist bei geringeren Werten des Signal/

Rausch-Verhältnisses vorteilhaft.

Eine weitere vorteilhafte Ausgestaltung der erfindungsgemäßen Einrichtung ist dadurch gekennzeichnet, daß die Punktierungs/Multiplexer-Einrichtung eine Punktierung nach der sogenannten UKL-Punktierung durchführt, bei der sowohl die systematische als auch die nicht-systematische Information punktiert wird. Diese Art der Punktierung ist vorteilhaft bei höheren Signal/Rausch-Verhältnissen und daher bei Bitfehlerraten von $< 10^{-4}$.

Schließlich ist eine vorteilhafte Ausgestaltung der erfindungsgemäßen Einrichtung dadurch gekennzeichnet, daß die Zahl der Decodierungs-Iterationen in dem Turbo-Decodierer unter Berücksichtigung der damit verbundenen Zeitverzögerung und der Verbesserung des Decodierungsergebnisses optimiert wird.

Gemäß einer vorteilhaften Ausgestaltung des erfindungsgemäßen Verfahrens wird zur Punktierung die sogenannte Berrou's-Punktierung eingesetzt, bei der nur die nichtsystematische Information punktiert wird.

Gemäß einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung des erfindungsgemäßen Verfahrens wird zur Punktierung die sogenannte UKL-Punktierung eingesetzt, bei der sowohl die systematische als auch die nicht-systematische Information punktiert wird.

Gemäß einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung des erfindungsgemäßen Verfahrens wird die Zahl der Decodierungsiterationen unter Berücksichtigung der damit verbundenen Zeitverzögerung und der Verbesserung des Decodierungsergebnisses optimiert.

Die beiden genannten Punktierungsverfahren und die Optimierung der Decodierungsiterationszahl dienen vorteilhafterweise dazu, die Abschätzung der Dienstqualität auf den Übertragungskkanälen mit größerer Sicherheit durchführen zu können.

Ausführungsbeispiele der Erfindung werden nun anhand der beiliegenden Zeichnungen beschrieben. Es zeigen:

Fig. 1 ein Blockdiagramm eines Turbo-Codierers;

Fig. 2 ein Blockdiagramm eines RSC-Codierers, wie er in einem Turbo-Codierer nach Fig. 1 verwendet wird;

Fig. 3 ein Blockdiagramm eines Turbo-Decodierers;

Fig. 4 eine graphische Darstellung zur Leistungsfähigkeit eines RCPTC's bei einem AWGN-Kanal in Abhängigkeit von der Zahl der Iterationen bei der Turbo-Decodierung;

Fig. 5 eine graphische Darstellung der Leistungsfähigkeit eines RCPTC's bei einem Rayleigh-Kanal bei verschiedener Anzahl von Iterationen bei der Turbo-Decodierung;

Fig. 6 eine graphische Darstellung der Leistungsfähigkeit eines RCPTC's bei einem AWGN-Kanal in Abhängigkeit von unterschiedlichen Codierungsraten;

Fig. 7 eine graphische Darstellung der Leistungsfähigkeit eines RCPTC's bei einem Rayleigh-Kanal in Abhängigkeit von verschiedenen Codierungsraten;

Fig. 8 eine graphische Darstellung der Leistungsfähigkeit eines RCPTC's bei einem AWGN-Kanal für verschiedene Codierungsraten;

Fig. 9 eine graphische Darstellung der Leistungsfähigkeit eines RCPTC's bei einem Rayleigh-Kanal bei unterschiedlichen Codierungsraten;

Fig. 10 eine graphische Darstellung der Beziehung zwischen der Bitfehlerrate BER und der Varianz σ^2_{LLR} am Ausgang des zweiten Decodierers; und

Fig. 11 eine graphische Darstellung der Varianz σ^2_{LLR} im Verhältnis zum Signal/Rausch-Verhältnis bei fehlerhaft beziehungsweise korrekt decodierten Paketen.

Im Hinblick auf einen ökonomischen Einsatz der Hardware sollte die ECC-Schaltung möglichst universell einsetzbar sein, während die ECC-Konfiguration durch eine Software-Steuerung eine hohe Flexibilität gestatten sollte. Der

hier verwendete RCPTC ermöglicht dies, weil er die erforderliche Flexibilität aufweist. Der RCPTC kann mit dem in Fig. 1 gezeigten Turbo-Codierer 2 erzeugt werden. Der Turbo-Codierer 2 weist $N_c = 2$ binäre, rekursive, systematische Faltungscodierer 4, 6 (RSC) mit einer kleinen Constraint-Länge, beispielsweise zwischen 3 und 5, auf, die unter Verwendung eines Turbo-Interleavers 8 parallel geschaltet sind. Die Eingangssequenz u wird dem Codierer 4 (RSC, Code 1) und über den Turbo-Code-Interleaver 8 an den Codierer 6 (RSC, Code 2) sowie einer Punktierungs/Multiplexer-Einrichtung 10 zugeführt. Die Punktierungs/Multiplexer-Einrichtung erhält einen weiteren Eingang C1 von dem Codierer 4 und einen weiteren Eingang C2 von dem Codierer 6. Der Ausgang der Punktierungs/Multiplexer-Einrichtung 10 ist die Ausgangssequenz b .

Bei dem Turbo-Codierer 2 ist die minimale Codiererate $R_{c,\min}$ gleich $1/(N_c+1) = 1/3$. Die minimale Codierungsrate $R_{c,\min}$ könnte weiter reduziert werden, indem zusätzliche RSC-Codierer eingesetzt werden.

Die binäre Eingangssequenz u , die eine endliche Zeitdauer hat, wird in den Codierer 4 eingegeben und ergibt an dessen Ausgang die Redundanzsequenz C_1 mit derselben endlichen Dauer wie u . Die Sequenz u_1 , die die Sequenz u nach dem Interleaving darstellt, wird in den Codierer 6 gegeben. Die Codierung in dem Codierer 6 ergibt die Redundanzsequenz C_2 . Die Redundanzsequenzen C_1 und C_2 und die Sequenz u werden punktiert und gemultipliziert, um die Ausgangssequenz b zu bilden. Der Turbocodierer ist ein systematischer Codierer, wobei u die Basis der in b enthaltenen, systematischen Information ist.

Ein RSC-Codierer, wie er für die Codierer 4 und 6 verwendet werden kann, ist in Fig. 2 am Beispiel des Codierers 4 dargestellt. An einem Eingang des Codierers 4 steht die Sequenz u als systematische Information an. Die Sequenz u gelangt über ein Additionsglied 12 zu einer Verzögerungsstufe 14 und einem weiteren Additionsglied 16. Die Ausgangssignale der Verzögerungsstufe 14 gelangt an eine zweite Verzögerungsstufe 18 und an das Additionsglied 12. Die Ausgangssignale der zweiten Verzögerungsstufe 18 gelangen an die Additionsstufe 12 und die Additionsstufe 16. Der Ausgang der Additionsstufe ist dann die Redundanzsequenz c_1 .

Bei der Wahl dieses Codierers spielen die Hardwarekosten eine Rolle, die so niedrig wie möglich gehalten werden sollten. Aus diesem Grund sind die beiden RSC-Codierer zur Verwendung im Rahmen von FRAMES identisch und haben eine Constraint-Länge von 3. Obwohl diese RSC-Codierer nur vier Zustände haben, zeigen sie eine gute Leistungsfähigkeit bei niedrigen Werten des Signal/Rausch-Verhältnisses E_b/N_0 . Daher ist die Leistungsfähigkeit des RCPTC's mit diesen Codierern bei niedrigen Signal-Rausch-Verhältnissen vorteilhaft.

Die Ausgangssequenz b des Turbo-Codierers 2 gelangt über den Übertragungskanal und einen Demodulator zu dem Turbo-Decodierer 22 (Fig. 3), der einen RSC-Codierer 24 und einen zweiten RSC-Decodierer 26 aufweist. Zwischen einem Ausgang des Decodierers 24 und einem Eingang des Decodierers 26 ist ein Turbo-Code-Interleaver 28 vorgesehen. Zwischen einem Ausgang des Decodierers 26 und einem Eingang des Decodierers 24 ist ein Turbo-Code-Interleaver 30 vorgesehen. Die Decoder 24, 26 sind Soft-Input/Soft-Output-Decoder.

Der Demodulator (nicht gezeigt) liefert Schätzwerte x_n der systematischen Information u_n , die in u enthalten sind, sowie Schätzwerte $y_{1,n}$ und $y_{2,n}$ der übertragenen Redundanzbits, die von den Codierern 4 beziehungsweise 6 erzeugt worden sind. Die beiden Decodierer 24, 26 benötigen eine Kanalzustandsinformation (CSI = Channel State Infor-

mation), die aus den augenblicklichen Signalamplituden und der Rauschvarianz besteht. Jeder der Decodierer 24, 26 verarbeitet die systematische Information, die Redundanz und a-priori-Information $I_{a-1,n}$ und $I_{a-2,n}$ unter Verarbeitung der CSI, wodurch die extrinsische Information $I_{e-1,n}$ und $I_{e-2,n}$ erzeugt wird, die dann als a-priori-Wissen bei dem nachfolgenden Decodierer verwendet wird. Die Decodierung ist iterativ, und das Ergebnis der Decodierung wird mit jeder Iteration verbessert. Das Maß der Verbesserung nimmt jedoch allmählich mit der weiteren Iteration ab. Nach einer gewissen Anzahl von Iterationen wird das Ausgangssignal des Turbo-Decodierers 22 in einen Detektor (nicht gezeigt) zugeführt, wie es bei derartigen Übertragungssystemen üblich ist.

Um den Einsatz des RCPTC's auf die vorhandenen Dienststerfordernisse anzupassen, könnte man daran denken, die RSC-Codierer anzupassen, was jedoch zu einer unerwünschten Mehrbelastung im Bezug auf die Hardwarekosten führen würde. Die Anpassung der Interleavergröße auf die speziellen Dienste ist an sich bekannt und stellt auch bei der Verwendung eines RCPTC's wegen dessen Flexibilität ein Problem dar.

Desweiteren kann die Zahl der Iterationen bei der Decodierung entsprechend dem QoS-Kriterium eingestellt werden unter Berücksichtigung der gesamten Codierungskomplexität. Zwei Möglichkeiten, um diese Eigenschaft des Turbocodes auszunutzen, sind an dem Empfänger gegeben. Für ein vorgegebenes QoS-Kriterium kann die Zahl der Iterationen mit ansteigendem Signal/Rausch-Verhältnis E_b/N_0 erhöht werden. Dies ist besonders vorteilhaft bei Fading-Kanälen, beispielsweise bei Übertragungskanälen. Andererseits kann die Zahl der Iterationen auch mit einem sich zeitlich ändernden QoS-Kriterium variiert werden. Die Einstellbarkeit der Zahl der Decodierungs-Iterationen ist nur bei der Verwendung von Turbo-Codes, insbesondere eines RCPTC's gegeben.

Eine weitere Möglichkeit die Leistungsfähigkeit in einem System mit einem RCPTC zu verbessern, besteht darin, die Punktierung einzustellen, so daß ein RCPTC mit variierenden Codieraten $R_{c,\min} \leq R_c \leq R_{c,\max}$ bereitgestellt werden können, wodurch die Codierungseigenschaften bei unveränderten Turbocode-Interleavern und RSC-Codierern geändert werden können.

Für die Punktierung stehen prinzipiell die Sequenzen u , c_1 und c_2 zu Verfügung. Wenn zwei der Sequenzen voll durch Punktierung unterdrückt werden, wird die maximale Code rate $R_{c,\max} = 1$ angenommen. In diesem Fall hängen die Codierungseigenschaften davon ab, welche der Sequenzen punktiert werden. Wenn beispielsweise die Redundanzsequenzen c_1 und c_2 vollständig punktiert werden, wobei nur die Sequenz u unverändert durchgelassen wird, ist eine ECC nicht erhältlich, und Zeit Diversity-Gewinne sind an den Empfängern bei Fading-Kanälen nicht erreichbar. In diesem Fall reduziert sich der Turbo-Decodierer auf einen einfachen Schwellenwertdetektor.

Wenn eine der Redundanzsequenzen C_1 oder C_2 voll durch die Punktierung unterdrückt wird, wobei nur die zweite Redundanzsequenz zusammen mit der Sequenz u hindurchtreten kann, wird der Turbo-Codierer zu einem herkömmlichen RSC-Codierer. Der Turbo-Decodierer reduziert sich zu einem RSC-Decodierer, der zur Durchführung einer halben Iteration realisiert ist. Ein a-priori-Wissen basierend auf einer extrinsischen Information ist in diesem Fall nicht vorhanden. Die Codierungsrate R_c kann zwischen $1/2$ und 1 je nach dem QoS-Kriterium variiert werden. Da $N_c = 2$ gilt, können die RSC-Codierer auf zwei unterschiedlichen Codes basieren, und das QoS-Kriterium und die Codierungskomplexität können variiert werden, indem eine be-

stimmte Redundanzsequenz C_1 oder C_2 ohne Änderung der Codierungsrate R_c unterdrückt wird.

Die oben erwähnten Möglichkeiten verhindern jedoch einen Turbo-Code-Betrieb, der nur zur Verfügung steht, wenn Bits von beiden Redundanzsequenzen C_1 und C_2 übertragen werden und gilt:

$$u_i \neq u_{i,m}$$

wobei u_i und $u_{i,m}$ in u beziehungsweise u_1 enthalten sind. In diesem Fall gilt:

$$R_{c,\min} \leq R_c < 1.$$

Die minimale Codierungsrate $R_{c,\min} = 1/(N_c + 1)$ wird realisiert, wenn keine Punktierung durchgeführt wird. In diesem Fall kann entweder die herkömmliche RSC-Decodierung oder die Turbo-Decodierung realisiert werden, je nach dem QoS-Kriterium und Übertragungskanalzustand, wobei beide Faktoren bei Übertragungsanwendungen zeitlich variieren.

Bei echtem Turbo-Codebetrieb sind folgende Varianten möglich. Die Sequenz u wird nicht punktiert, die Redundanzsequenzen c_1 und c_2 werden teilweise punktiert. In diesem Fall ist ein Betrieb als RSC-Code oder als Turbo-Code möglich, die Zahl der Decodierungs-Iterationen ist einstellbar und die Codierungsrate kann zwischen $1/3$ und 1 liegen. Diese Art der Punktierung wird Berrou's-Punktierung genannt.

Eine alternative Möglichkeit besteht darin, daß die Sequenz u und die Redundanzsequenzen c_1 und c_2 teilweise punktiert werden. In diesem Fall ist ein Betrieb mit RSC-Code nicht möglich, sondern nur mit einem Turbo-Code. Die Zahl der Decodierungs-Iterationen ist einstellbar, und die Codierungsrate kann zwischen $1/3$ und 1 liegen. Diese Art der Punktierung wird UKL-Punktierung (UKL = University Kaiserslautern) genannt. Schließlich kann noch der Fall betrachtet werden, daß keine Punktierung stattfindet. In diesem Fall ist der Betrieb mit einem RSC-Code und einem Turbo-Code möglich. Die Zahl der Decodierungs-Iterationen ist einstellbar und die Codierungsrate liegt bei $1/3$.

Das vorteilhafte Merkmal bei RCPTC liegt in der Möglichkeit, die Codierungsrate R_c adaptiv zu ändern, wobei bei einem ARQ die erforderliche Information übertragen werden kann, ohne das gesamte, codierte Paket übertragen zu müssen. Die Übertragung eines zusätzlichen Teiles der Information, der die Differenz in der Codierungsrate ausgleicht, ist ausreichend.

Nachdem die Möglichkeiten der Anpassung der Codierung, im Fall von RCPTC beschrieben wurden, werden nun die Auswirkungen der Anpassungsmöglichkeiten auf die Leistungsfähigkeit des Systems bei Verwendung von RCPTC anhand von Simulationen beschrieben.

Fig. 4 zeigt die Leistungsfähigkeit des RCPTC in einer graphischen Darstellung in der die Bitfehlerrate BER gegen das Signal/Rausch-Verhältnis E_b/N_0 für eine Sprachübertragung über einen AWGN-Kanal dargestellt ist. Die Paketgröße war 150 bit, und die Codierungsrate etwa $= 1/3$. Die Trägerdatenrate für die Sprachübertragung betrug $8 = \text{kbit/s}$. Die uncodierte Übertragung wird als Bezugslinie gezeigt. Der Parameter dieser Simulationen ist die Zahl der Decodierungs-Iterationen, die zwischen 1 und 5 variiert. Nach der ersten Decodierungs-Iteration ist das minimale Signal/Rausch-Verhältnis, das erforderlich ist, um eine Bitfehlerrate von $< 10^{-3}$ zu erreichen, etwa gleich $3,5$ dB. Nach der zweiten Decodierungs-Iteration ist etwa $1,3$ dB weniger erforderlich. Die nächste Decodierungs-Iteration ermöglicht einen weiteren Gewinn von $0,2$ dB. Die nächsten Iteration

ermöglichen Gewinne von weniger als $0,1$ dB. Nach fünf Iterationen ist das minimale Signal/Rausch-Verhältnis, das für eine Bitfehlerrate von weniger als 10^{-3} erforderlich ist, etwa gleich $1,8$ dB. Es ist demnach ersichtlich, daß die Leistungsverbesserung mit zunehmender Iterationen weniger wird. Im Vergleich erfordert ein herkömmlicher NSC-Code mit einer Constraint-Länge von 9 etwa $1,9$ dB, um dieselbe Bitfehlerrate von $< 10^{-3}$ zu erreichen. Der RCPTC ist daher etwas leistungsfähiger als herkömmliche Codes selbst bei so kleinen Paketgrößen wie 150 bit.

Fig. 5 zeigt die Leistungsfähigkeit des RCPTC in einer graphischen Darstellung, in der die Bitfehlerraten BER gegen das Signal/Rausch-Verhältnis E_b/N_0 für Schmalband-ISDN bei einer Trägerdatenrate von 144 kbit/s , einer Paketgröße von 672 bit, einer Codierungsrate von etwa $1/2$ und einem voll einem Interleaving unterzogenen Rayleigh-Fading-Kanal gezeigt ist. Der Simulationsparameter ist wiederum die Zahl der Decodierungs-Iterationen. Nach vier Decodierungs-Iterationen erfordert eine Bitfehlerrate von weniger als 10^{-3} ein minimales Signal/Rausch-Verhältnis von $3,8$ dB. Nach zehn Iterationen sind nur noch etwa $3,4$ dB erforderlich. Ein herkömmlicher NSC-Code mit einer ähnlichen Decodierungskomplexität wie vier Decodierungs-Iterationen hat einen Constraint-Länge von 8 und erfordert ein um $1,1$ dB höheres Signal/Rausch-Verhältnis.

Die Fig. 6 bis 9 zeigen graphische Darstellungen für die Leistungsfähigkeit bei Verwendung von RCPTC, wobei die Bitfehlerrate BER beziehungsweise die Rahmenfehlerrate FER gegen das Signal/Rausch-Verhältnis E_b/N_0 aufgetragen ist. Fig. 6 zeigt die Bitfehlerrate gegen das Signal/Rausch-Verhältnis bei einer Paketgröße von 672 bit, zehn Decodierungs-Iterationen und einem AWGN-Kanal. Fig. 7 zeigt die Bitfehlerrate gegen das Signal/Rausch-Verhältnis bei einer Paketgröße von 672 bit, zehn Decodierungs-Iterationen und einem voll einem Interleaving unterworfenen Rayleigh-Fading-Kanal. Fig. 8 zeigt die Rahmenfehlerrate FER gegen das Signal/Rausch-Verhältnis bei einer Paketgröße von 672 bit, zehn Decodierungs-Iterationen und einem AWGN-Kanal. Fig. 9 zeigt die Rahmenfehlerrate gegen das Signal/Rausch-Verhältnis bei einer Paketgröße von 672 bit, 10 Decodierungs-Iterationen und einem voll einem Interleaving unterworfenen Rayleigh-Fading-Kanal. In den graphischen Darstellungen der Fig. 6 bis 9 werden zwei unterschiedliche Punktierungsverfahren angewendet, nämlich die Berrou's-Punktierung und die UKL-Punktierung, die oben erwähnt wurden. Es ist ersichtlich, daß die Berrou's-Punktierung eine bessere Leistungsfähigkeit bei geringeren Werten des Signal/Rausch-Verhältnisses hat, während die UKL-Punktierung bei einem hohen Signal/Rausch-Verhältnis und daher bei Bitfehlerraten von $< 10^{-4}$ vorteilhaft ist. Die Kreuzungspunkte bewegen sich in Richtung auf niedrigere Bitfehlerraten bei wachsenden Codierungsraten.

In Fig. 10 ist die Bitfehlerrate gegen die Varianz der log-Likelihood-Verhältnisse ($LLR = \text{Log-Likelihood Ratio}$) an dem Ausgang des zweiten Decodierers gezeigt, wobei ein RCPTC, eine Paketgröße von 372 bit, zehn Decodierungs-Iterationen und ein AWGN-Kanal angenommen wird. Aus dieser Figur ist ersichtlich, daß die Codierungsrate keinen Einfluss auf die Beziehung zwischen der Bitfehlerrate und der Varianz σ_{LLR}^2 hat, weil diese beiden Größen eine ähnliche Abhängigkeit von dem Signal/Rausch-Verhältnis E_b/N_0 haben. Daher kann, wenn σ_{LLR}^2 bekannt ist, eine Abschätzung der Bitfehlerrate leicht durchgeführt werden, deren Ergebnis als Basis für eine Aktion dienen kann, beispielsweise für eine Anpassung der Decodierungs-Iterationszahl oder der Codierungsrate zur Verbesserung der Übertragungsqualität oder, im Falle von ARQ, zur Anforderung einer erneuten Sendung eines fehlerhaft codierten Pakets.

Schließlich zeigt Fig. 11 die Varianz σ_{LLR}^2 des Log-Likelihood-Verhältnisses LLR am Ausgang des zweiten Decodierers im Verhältnis zu dem Signal/Rausch-Verhältnis E_b/N_0 bei Verwendung von RCPTC mit einer Paketgröße von 600 bit, einer Coderate von etwa 5/9, zehn Decodierungs-Iterationen und einem AWGN-Kanal. Der RCPTC war für einen 64 kbit/S-Trägerservice ausgelegt. Aus Fig. 11 ergibt sich, daß eine ähnliche Überlegung wie im Zusammenhang mit Fig. 10 auch für die Abhängigkeit der Varianz σ_{LLR}^2 von dem Auftreten von Paketfehlern zutrifft. σ_{LLR}^2 ist bei fehlerhaft decodierten Paketen immer größer als σ_{LLR}^2 im Falle von korrekt decodierten Paketen. Wenn daher das Signal/Rausch-Verhältnis E_b/N_0 und σ_{LLR}^2 für ein gerade überprüfbares Paket bekannt sind, kann eine Soft-Decision-Variable, die mit der Wahrscheinlichkeit eines Paketfehlers in Beziehung steht, leicht erzeugt und zu Steuerungszwecken eingesetzt werden.

Obwohl sich die vorliegende Beschreibung hauptsächlich auf die Anwendung der Erfindung auf den digitalen Mobilfunk bezieht, ist die Erfindung nicht darauf beschränkt sondern kann allgemein bei digitalen Übertragungssystemen, beispielsweise bei leistungsgebundenen Systemen, optischen Übertragungssystemen (Infrarot- und Laser-Übertragungssystemen), Satellitenfunksystemen, Deep-Space-Übertragungssystemen, Richtfunk-Übertragungssystemen und Rundfunk-Übertragungssystemen (Digitales Radio oder TV), mit den genannten Vorteilen eingesetzt werden.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Abschätzung der Dienstqualität auf Übertragungskanälen in einem digitalen Übertragungssystem, bei dem zur Kanalcodierung senderseitig in einem Turbo-Codierer eine Turbo-Codierung und empfangenseitig in einem Turbo-Decodierer eine Turbo-Decodierung mit Soft-Decision-Ausgangssignalen durchgeführt wird, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Dienstqualität aus den Varianzen der Soft-Decision-Ausgangssignale an dem Turbo-Decodierer bestimmt wird.
2. Verfahren nach Anspruch 1, wobei empfangenseitig ein Soft-Input/Soft-Output-Symbol oder -Sequenzschätzer verwendet wird, dadurch gekennzeichnet, daß die Dienstqualität aus den Varianzen σ^2 der Soft-Decision-Ausgangssignale des Turbo-Decodierers bestimmt wird.
3. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß aus den Varianzen σ^2 die Bitfehlerrate als Maß für die Dienstqualität berechnet wird.
4. Verfahren nach Anspruch 2, wobei empfangenseitig ein MAP-Symbolschätzer oder ein MAP-Sequenzschätzer verwendet wird, dadurch gekennzeichnet, daß die Dienstqualität aus den Varianzen σ_{LLR}^2 der Soft-Decision-Ausgangssignale des Turbo-Decodierers bestimmt wird.
5. Verfahren nach Anspruch 2, wobei empfangenseitig ein Viterbi-Algorithmus zur Sequenzschätzung verwendet wird, dadurch gekennzeichnet, daß die Dienstqualität aus den Varianzen σ_{VIT}^2 der Soft-Decision-Ausgangssignale des Turbo-Decodierers bestimmt wird.
6. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß zur Punktierung eine sogenannte Berrou's-Punktierung eingesetzt wird, bei der nur die nichtsystematische Information punktiert wird.
7. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß zur Punktierung die sogenannte UKL-Punktierung eingesetzt wird, bei der sowohl eine systematische als auch die nicht-systematische Information punktiert wird.

nannte UKL-Punktierung eingesetzt wird, bei der sowohl eine systematische als auch die nicht-systematische Information punktiert wird.

8. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Zahl der Decodierungsiterationen unter Berücksichtigung der damit verbundenen Zeitverzögerung der Verbesserung des Decodierungsergebnisses optimiert wird.

9. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß als Turbo-Code ein RCPTC verwendet wird.

10. Einrichtung zur Abschätzung der Dienstqualität auf Übertragungskanälen in einem digitalen Übertragungssystem mit einem senderseitigen Turbo-Codierer und einem empfangenseitigen Turbo-Decodierer, der Soft-Decision-Ausgangssignale abgibt, zur Durchführung des Verfahrens nach einem der vorhergehenden Ansprüche, gekennzeichnet durch eine Recheneinrichtung, die die Dienstqualität aus den Varianzen der Soft-Decision-Ausgangssignale des Turbo-Decodierers (22) berechnet.

11. Einrichtung nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß der Turbo-Codierer (2) zwei, parallelgeschaltete RSC-Codierer (4, 6), einen Interleaver (8), der einem der RSC-Codierer (6) vorgeschaltet ist, und eine Punktierung/Multiplexer-Einrichtung (10) aufweist, der die systematischen Sequenzen und die codierten Sequenzen von den RSC-Codierern (4, 6) zugeführt wird, und daß der Turbo-Decodierer (22) zwei RSC-Decodierer (24, 26), einen Turbo-Code-Interleaver (28) zwischen einem Ausgang des ersten RSC-Decodierers (24) und einem Eingang des zweiten RSC-Decodierers (26) sowie einen Turbo-Code-Deinterleaver (30) zwischen einem Ausgang des zweiten RSC-Decodierers (26) und einem Eingang des ersten RSC-Decodierers (24) aufweist.

12. Einrichtung nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß die Punktierungs/Multiplexer-Einrichtung (10) eine Punktierung nach der sogenannten Berrou's-Punktierung durchführt, bei der nur die nicht-systematische Information punktiert wird.

13. Einrichtung nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß die Punktierungs/Multiplexer-Einrichtung (10) eine Punktierung nach der UKL-Punktierung durchführt, bei der sowohl die systematische als auch die nicht-systematische Information punktiert wird.

14. Einrichtung nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß die Zahl der Decodierungs-Iterationen in dem Turbo-Decodierer (22) unter Berücksichtigung der damit verbundenen Zeitverzögerung unter Verbesserung des Decodierungsergebnisses optimiert wird.

Hierzu 5 Seite(n) Zeichnungen

- Leerseite -

FIG 1

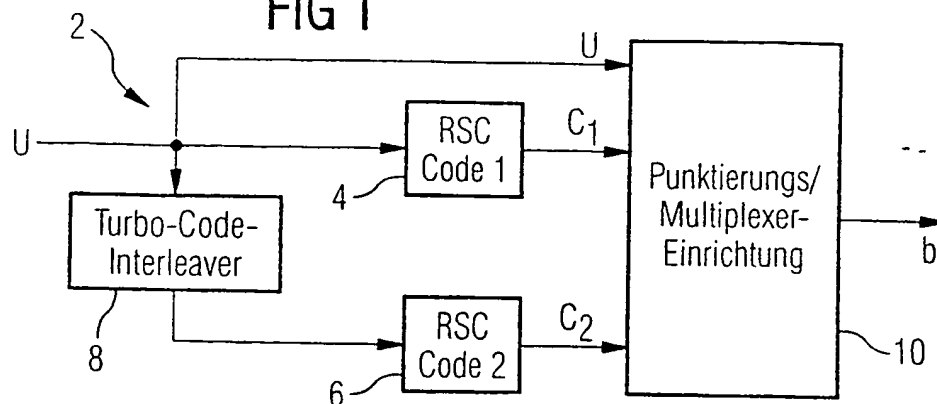


FIG 2

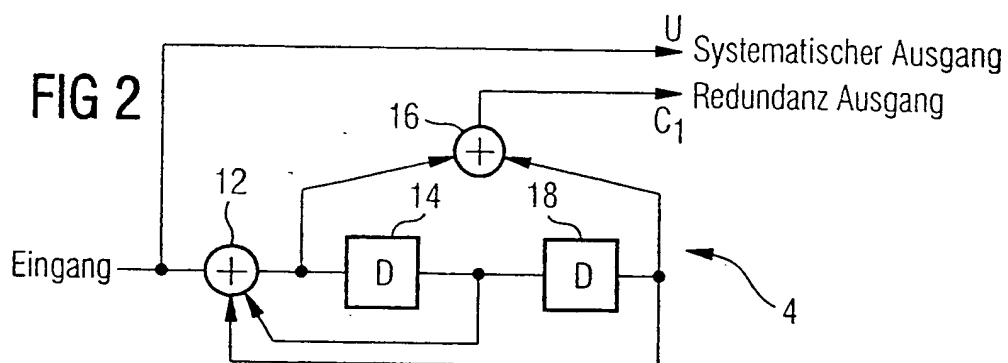
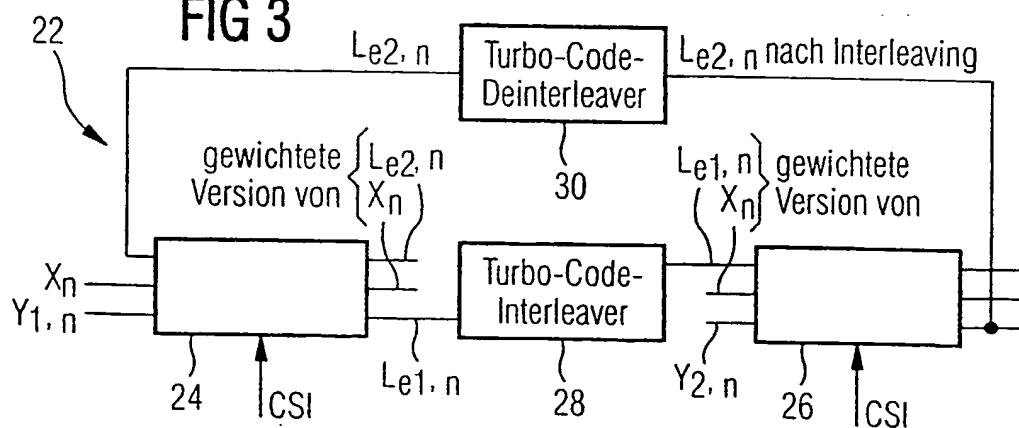
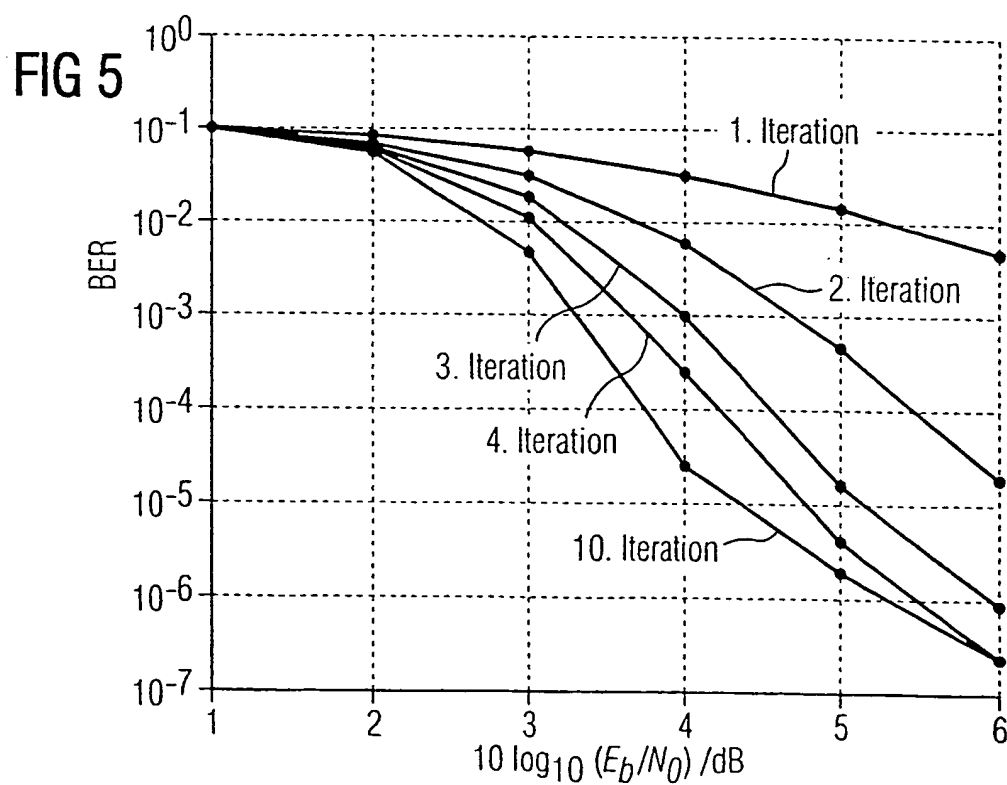
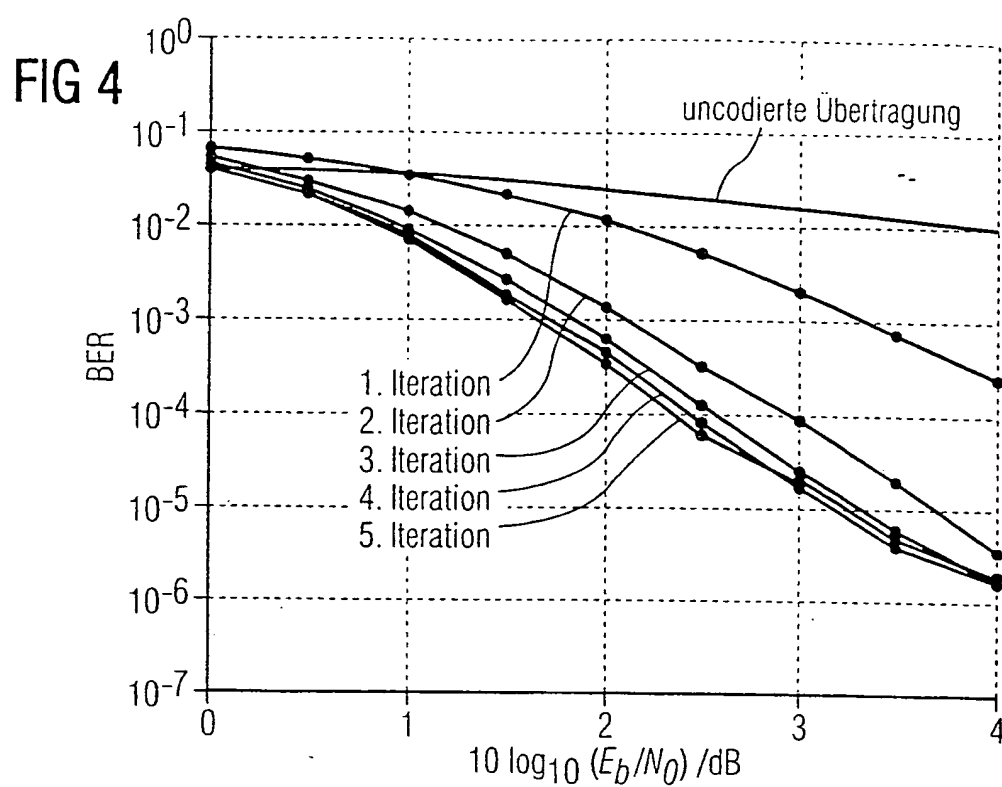


FIG 3





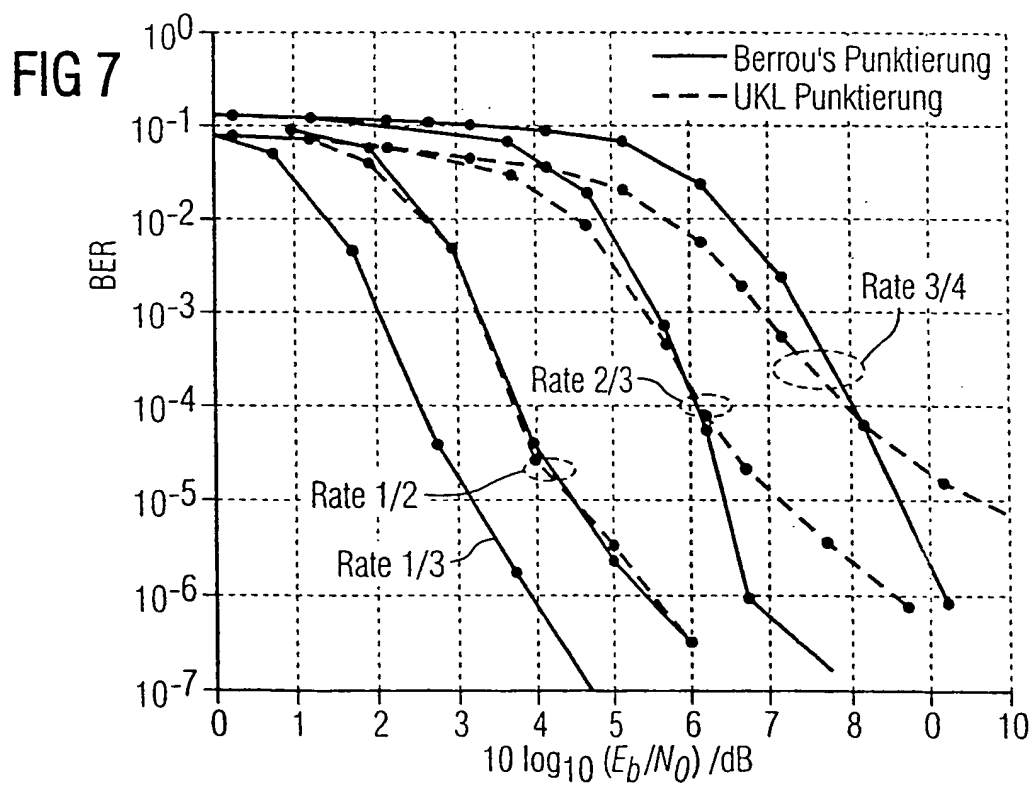
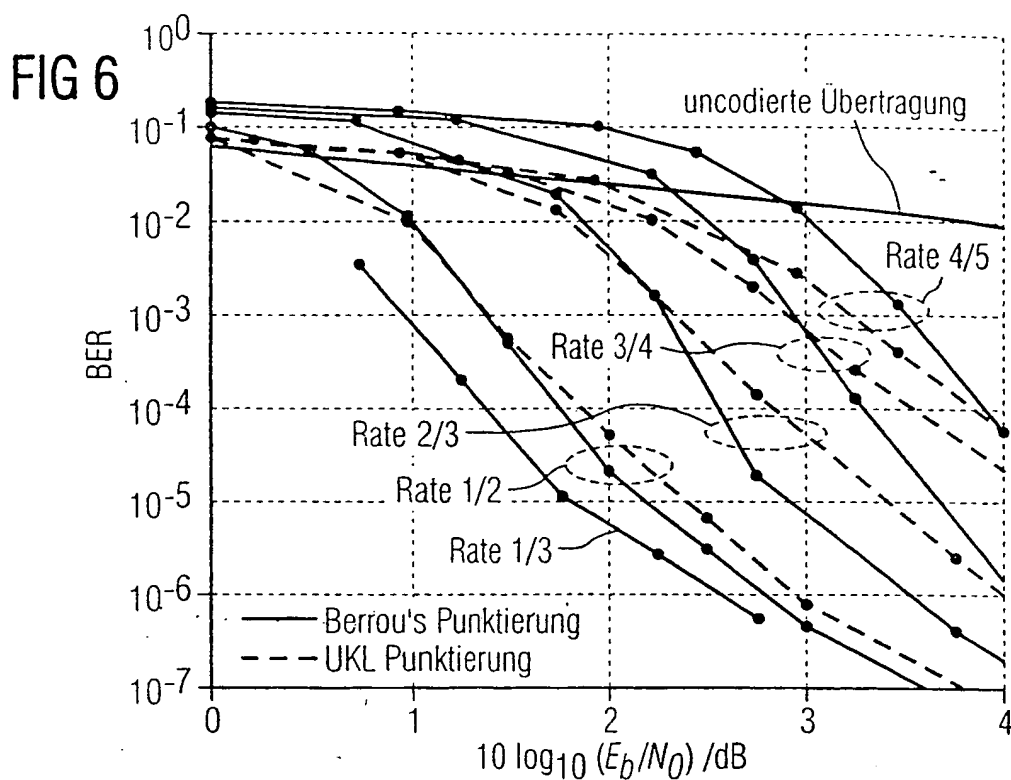


FIG 8

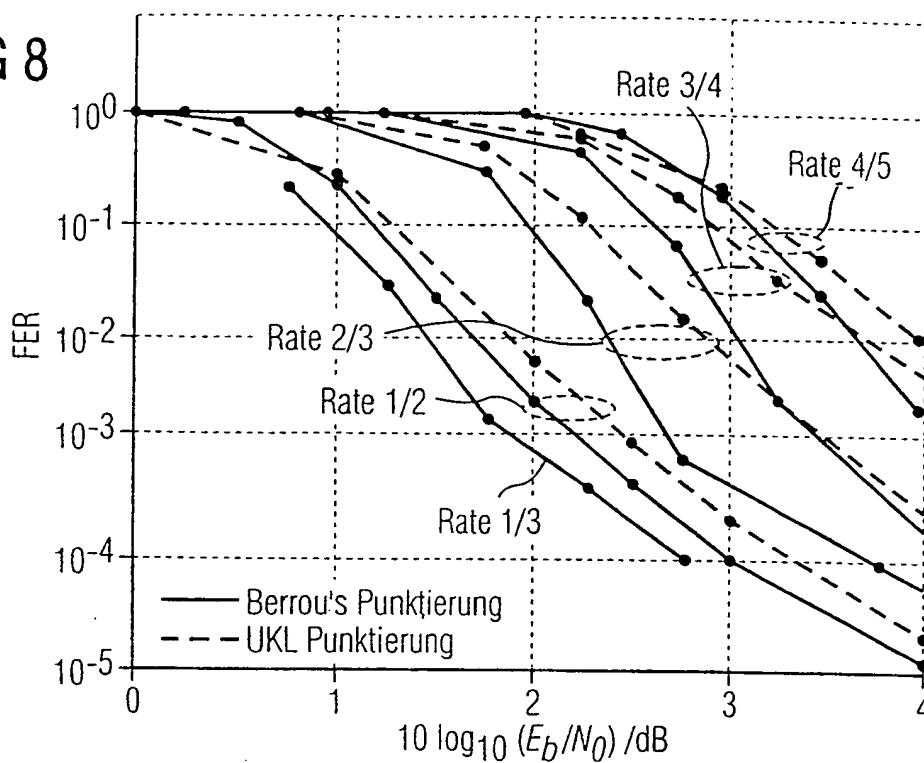
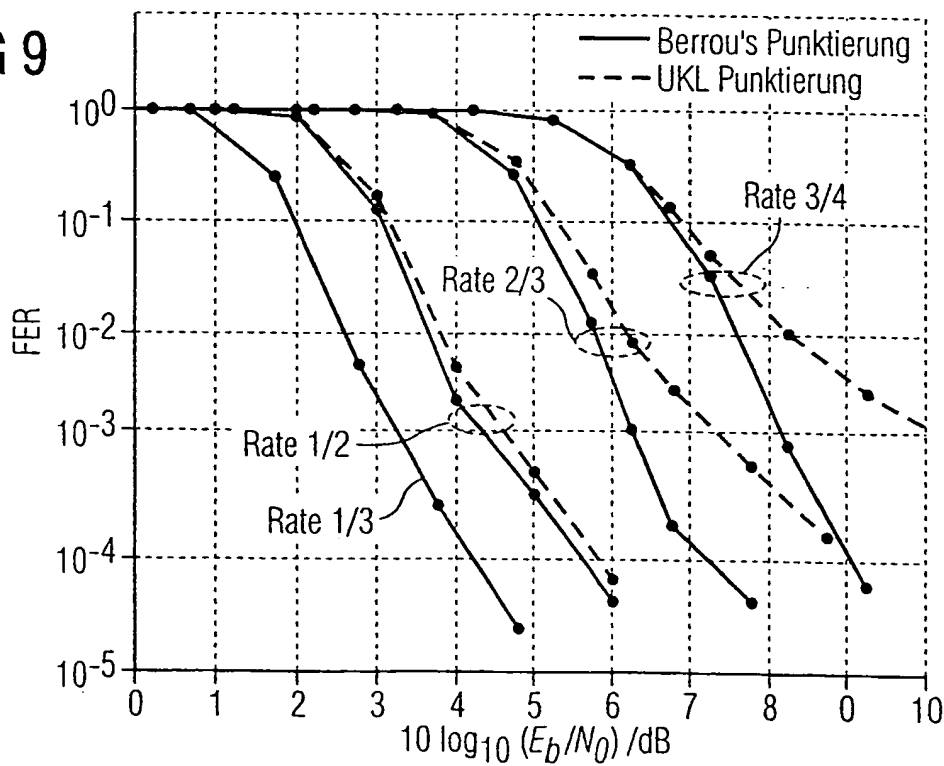
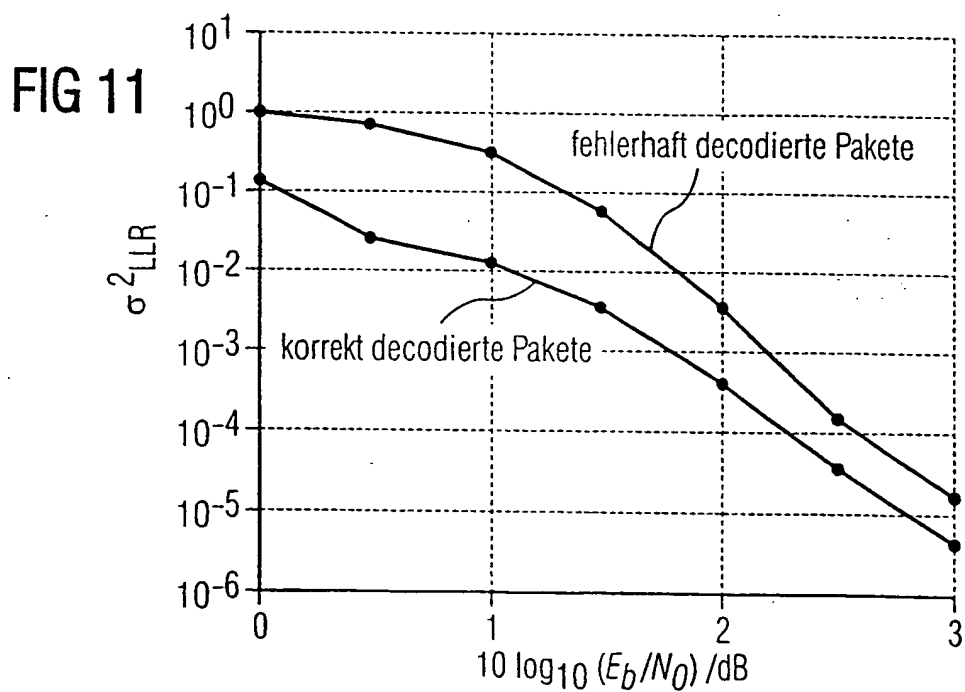
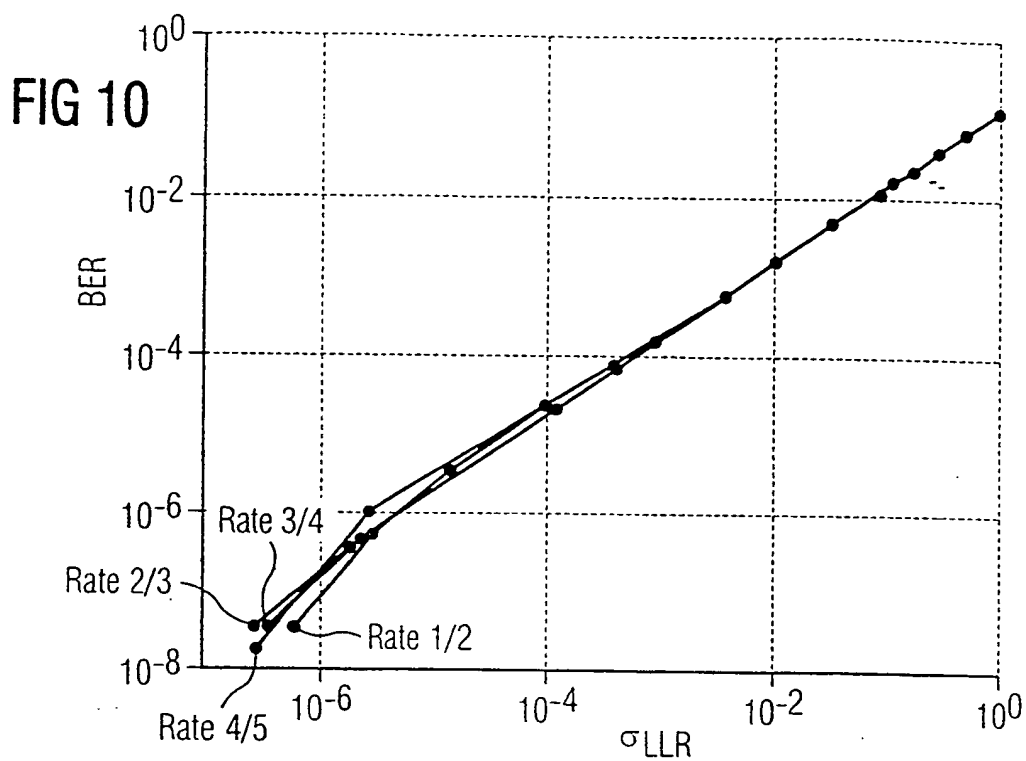


FIG 9







TRANSLATION: DE 197 36 653 C1

Applicant: Siemens AG (DE)
Inventors: Doetsch, Markus
Plechinger, Joerg
Jung, Peter
Application date: August 22, 1997
Publication of grant: December 10, 1998
Title: Method and means for estimating the service quality on transmission channels in a digital transmission system

Abstract

In a method and a means for estimating the service quality on transmission channels in a digital transmission system, turbo-coding is performed on the transmitter side in a turbo-coder, and turbo-decoding is performed on the receiver side in a turbo-decoder with soft-decision output signals for channel coding. The service quality is determined from the variances of the soft-decision output signals on the turbo-decoder. If a MAP symbol estimator is used on the receiver side, then the service quality is determined from the variances σ^2_{LLR} of the soft-decision output signals of the turbo-decoder by calculating the bit error rate as a measure for the service quality from the variances σ^2_{LLR} . In the method and in the means, an RCPTC is used as a turbo-code.

Description

The invention relates to a method and a means for estimating the service quality on transmission channels in a digital transmission system, wherein turbo-coding is performed on the transmitter side in a turbo-coder, and turbo-decoding is performed on the receiver side in a turbo-decoder with soft-decision output signals for channel coding.

In P. Jung, "Comparison of Turbo-Code Decoders Applied to Short Frame Transmission Systems", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 14 (1996) pages 530-537, the application of turbo-codes for digital transmission systems is examined wherein both coders and decoders for the turbo-codes are examined in the transmission path. Decoding the turbo-codes relies on the use of soft-input/soft-output decoders which may be realized either by using MAP (Maximum a-posteriori)-symbol estimators or MAP sequence estimators, e.g. an estimator with an a-priori soft-output



Viterbi algorithm (APRI-SOVA). In this publication four different decoder arrangements and their ability of processing particular error rates are described. Moreover the performance of these decoders is examined in different applications. It is found that the turbo-codes and their iterative decoding are an effective measure against packet errors.

In ICC '95, Seattle, Washington, June 18-22, 1995, "Turbo Codes for BCS Applications", D. Divsalar and F. Pollara, turbo-codes are proposed in order to obtain error correction close to the so-called Shannon limit. To this end, comparatively simple component codes and large interleavers are to be used. In this publication the turbo-codes are generated in a coder with multiple codes and decoded in a suitable decoder. The turbo-codes were introduced by Berrou et al. in 1993 (see C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimayshima, "Near Shannon limit area correction coding: Turbo-codes" Proc. 1993 IEE International conference on communications, pages 1064-1070). By this method, on the one hand very good error correction may be obtained.

From ETT European Transactions on Telecommunications, Vol. 6, No. 5, September-October 1995, "Iterative Correction of Intersymbol Interference: Turbo-Equalization", Catherine Douillard et al., the so-called turbo-equalization is known whereby the unfavorable effects of inter-symbol interference are to be remedied in digital transmission systems which are protected by convolutional codes. The receiver performs two consecutive soft-output decisions which are carried out by a symbol detector and a channel decoder through an iterative process. At every iteration, extrinsic information from the detector and the decoder is used in the next iteration as in turbo-decoding. It is shown that inter-symbol interference effects in multi-path channels may be overcome by the turbo-equalization.

Future transmission systems, such as the European UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) require the support of a multiplicity of co-existing carrier services having carrier rates of up to 2 Mbits/s in a flexible manner, wherein the best possible spectral efficiency is aspired. In the ACTS (Advanced Communications Technologies and Services) project AC090 FRAMES (Future Radio Wideband Multiple Access Systems) an MA (Multiple Access) scheme was developed which is called FRAMES Multiple Access (FMA) and meets the requirements of UMTS. As a third-generation transmission system which encompasses a wide range of application fields,



carrier services and different scenarios, FMA has to satisfy present and future developments of UMTS radio interface standards. FMA includes two operation modes, namely WB-TDMA (Wideband Time Division Multiple Access) with and without expansion and compatibility with GSM (Global System for Mobile Communications) and WB-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access). Even though what is being considered here essentially is a system in accordance with FMA, it is also possible to incorporate other transmission systems with multiple-access methods, for example FDMA (Frequency Division Multiple Access) or MC-CDMA (Multicarrier-CDMA), or combinations of the mentioned transmission systems.

With regard to the high performance of turbo-codes it is desirable to utilize them in digital transmission systems. Nevertheless the variegated requirements, e.g. in FMA, make it necessary in the use of the like turbo-codes to make sure that data transmission is not burdened excessively by the transmission of error correction codes.

The invention is based on the object of estimating the service quality of a transmission channel without the need for additional expense.

In accordance with the invention, the method mentioned at the outset is characterized in that the service quality is determined from the variances of the soft-decision output signals at the turbo-decoder.

The expression "service quality" here is meant to designate the following. For various services certain QoS (Quality of Service = service quality) criteria are valid, and the definitions of the QoS criteria for various carrier services were elaborated in the framework of FRAMES. One important constituent of a QoS criterion is the carrier data rate R . The QoS criterion also encompasses a maximum admissible error rate P_b^G or a packet loss rate P_l^G in combination with a maximum failure likelihood P_{out}^G . In the case of circuit-switched services, the probability $P \{P_b > P_b^G\}$ of the momentary bit error rate P_b exceeding P_b^G must not be greater than P_{out}^G , i.e.

$$Pr \{P_b > P_b^G\} < P_{out}^G.$$

In voice transmission, P_b^G is equal to 10^{-3} , and P_{out}^G is equal to 0.05. In packet services there applies a similar condition for the momentary packet loss rate P_l :



$$\Pr \{P_I > P_I^G\} < P_{out}^G.$$

Apart from the criteria relating to Pr there are additional conditions in the framework of the QoS criterion. Here, however, mainly the QoS parameters P_b^G , P_I^G and P_{out}^G are considered which directly relate to the selection of the error correction code (ECC). In the case of ECC, the multiple-access method, modulation and the packet parameters essentially determine the coding rate R_c . In other words, the coding rate R_c has a direct bearing on the question whether or not a QoS criterion for a particular service is being met.

It is obvious that determination of the service quality in connection with the QoS criteria is of importance, with this determination being possible in accordance with the inventive method without additional expense, for the variances on the receiver side may be determined without any additional information.

In a method where a soft-input/soft-output symbol or sequence estimator is used on the receiver side, it is advantageous if the service quality is determined from the variances σ^2 of the soft-decision output signals of the turbo-decoder, wherein advantageously the bit error rate is calculated from the variances σ^2 as a measure for the service quality.

In a method wherein a MAP symbol estimator or a MAP sequence estimator is used on the receiver side, it is advantageous if the service quality is determined from the variances σ_{LLR}^2 of the soft-decision output signals of the turbo-decoder.

In a method wherein a Viterbi algorithm is used on the receiver side for sequence estimation, it is advantageous if the service quality is determined from the variances σ_{VIT}^2 of the soft-decision output signals of the turbo-decoder.

Inasmuch as the method of the invention may be utilized both in MAP estimators and in an estimation by a Viterbi algorithm, there are virtually no limitations with regard to the major methods for sequence and symbol estimation. This is true although this statement is corroborated only in connection with a MAP symbol estimator in the following specific description.



In the method of the invention it moreover is advantageous if an RCPTC (Rate Compatible Punctured Turbo Code) is used as a turbo-code. As will be seen from the detailed description, such a code is particularly flexible and suited for the purposes of the invention. The RCPTC allows the transition from fixed ECC strategies to flexible ECC strategies, with the latter being adapted to temporally varying requirements, so that flexible linklayer control and medium access control are possible.

A means for estimating the service quality on transmission channels in a digital transmission system including a transmitter-side turbo-coder and a receiver-side turbo-decoder which outputs soft-decision output signals, is characterized for the realization of the above described method by calculating means which calculate the service quality from the variances of the soft-decision output signals of the turbo-decoder.

One advantageous development of the means of the invention is characterized in that the turbo-coder includes two RSC coders connected in parallel, an interleaver connected upstream from one of the RSC coders, and puncturing/multiplexer means to which the systematic sequences and the coded sequences from the RSC coders are supplied, and in that the turbo-decoder includes two RSC decoders, a turbo-code interleaver between an output of the first RSC decoder and an input of the second RSC decoder, as well as a turbo-code deinterleaver between an output of the second RSC decoder and an input of the first RSC coder. This arrangement of the turbo-coder and of the turbo-decoder constitutes a simple solution for these two components that will be sufficient for most applications, with the generated RCPTC meeting any requirements.

One advantageous development of the means of the invention is characterized in that the puncturing/multiplexer means perform puncturing in accordance with the so-called Berrou puncturing where only the non-systematic information is punctured. This kind of puncturing is advantageous at rather low signal/noise ratio values.

One further advantageous development of the means of the invention is characterized in that the puncturing/multiplexer means performs puncturing in accordance with the so-called UKL puncturing, wherein both the systematic and non-systematic information is punctured. This kind of puncturing is advantageous at higher signal/noise ratios and thus at bit error rates of $< 10^{-4}$.



Finally an advantageous development of the means of the invention is characterized in that the number of decoding iterations in the turbo-coder is optimized by taking into account the associated time delay and the improvement of the decoding result.

In accordance with one advantageous development of the method of the invention the so-called Berrou puncturing is used for puncturing, with only the non-systematic information being punctured.

In accordance with another advantageous development of the method of the invention the so-called UKL-puncturing is used for puncturing, with both the systematic and also the non-systematic information being punctured.

In accordance with another advantageous development of the method of the invention, the number of decoding iterations is optimized while taking into account the associated time delay and the improvement of the decoding result.

The two named puncturing methods and the optimization of the number of decoding iterations advantageously serve the purpose of being able to carry out estimation of the service quality on the transmission channels with higher security.

Embodiments of the invention shall now be described by referring to the annexed drawings, wherein:

Fig. 1 is a block diagram of a turbo-coder;

Fig. 2 is a block diagram of an RSC coder as used in a turbo-coder in accordance with **Fig. 1**;

Fig. 3 is a block diagram of a turbo-decoder;

Fig. 4 is a graphic representation of the performance of an RCPTC in an AWGN channel as a function of the number of iterations in turbo-decoding;



Fig. 5 is a graphic representation of the performance of an RCPTC with a Rayleigh channel at a different number of iterations in turbo-decoding;

Fig. 6 is a graphic representation of the performance of an RCPTC with an AWGN channel as a function of different coding rates;

Fig. 7 is a graphic representation of the performance of an RCPTC with a Rayleigh channel as a function of different coding rates;

Fig. 8 is a graphic representation of the performance of an RCPTC with an AWGN channel for different coding rates;

Fig. 9 is a graphic representation of the performance of an RCPTC with a Rayleigh channel at different coding rates;

Fig. 10 is a graphic representation of the relationship between the bit error rate BER and the variance σ^2_{LLR} at the output of the second decoder; and

Fig. 11 is a graphic representation of the variance σ^2_{LLR} in relation with the signal/noise ratio with incorrectly and correctly decoded packets.

With regard to economic use of the hardware, the ECC circuit should - where possible - have universal applicability, while the ECC configuration should allow for high flexibility with the aid of a software control. The RCPTC used here makes this possible inasmuch as it has the respective required flexibility. The RCPTC may be generated by the turbo-coder 2 shown in **Fig. 1**. The turbo-coder 2 includes $N_e = 2$ binary, recursive, systematic convolutional coders 4, 6 (RSC) having a small constraint length, e.g. between 3 and 5, which are connected in parallel by using a turbo-interleaver 8. The input sequence u is supplied to the coder 4 (RSC, Code 1) and via the turbo-code interleaver 8 to the coder 6 (RSC, Code 2) as well as to puncturing/multiplexer means 10. The puncturing/multiplexer means receive another input $C1$ from the coder 4 and another input $C2$ from the coder 6. The output of the puncturing/multiplexer means 10 is the output sequence b .



In the turbo-coder 2 the minimum code rate $R_{c, \min}$ is $1/(N_{e+1}) = 1/3$. The minimum coding rate $R_{c, \min}$ might be further reduced by using additional RSC coders.

The binary input sequence u having a finite duration is input to the coder 4 and produces at the output thereof the redundancy sequence C_1 having the same finite duration as u . The sequence u_1 representing the sequence u after interleaving is input to the coder 6. Coding in the coder 6 results in the redundancy sequence C_2 . The redundancy sequences C_1 and C_2 and the sequence u are punctured and multiplexed in order to form the output sequence b . The turbo-coder is a systematic coder, wherein u is the basis of the systematic information contained in b .

An RSC coder as may be used for the coders 4 and 6 is represented in **Fig. 2** through the example of coder 4. At one input of the coder 4 the sequence u is present as systematic information. The sequence u arrives via an adder 12 at a time-delay stage 14 and another adder 16. The output signals of the time-delay stage 14 arrive at a second time-delay stage 18 and at the adder 12. The output signals of the second time-delay stage 18 arrive at the adder stage 12 and at the adder stage 16. The output of the adder stage then is the redundancy sequence c_1 .

Selection of this coder is influenced by the hardware costs which are to be kept as low as possible. For this reason, the two RSC coders for use in the framework of FRAMES are identical and have a constraint length of 3. Although these RSC coders only have four states, they exhibit good performance at low values of the signal/noise ratio E_b/N_0 . Hence the performance of the RCPTC with these coders is advantageous at low signal/noise ratios.

The output sequence b of the turbo-coder 2 arrives via the transmission channel and a demodulator at the turbo-decoder 22 (**Fig. 3**) having an RSC coder 24 and a second RSC decoder 26. Between an output of the decoder 24 and an input of the decoder 26 a turbo-code interleaver 28 is provided. Between an output of the decoder 26 and an input of the decoder 24 a turbo-code interleaver 30 is provided. The decoders 24, 26 are soft-input/soft-output decoders.

The demodulator (not shown) delivers estimation values x_n of the systematic information u_n contained in u , as well as estimation values $y_{1,n}$ and $y_{2,n}$ of the



transmitted redundancy bits generated by the coders 4 and 6. The two decoders 24, 26 require channel state information (CSI) consisting of the momentary signal amplitudes and the noise variance. Each one of decoders 24, 26 processes the systematic information, the which redundancy and a-priori information $L_{e1,n}$ and L_{e2} by processing the CSI, resulting in the generation of extrinsic information $L_{e2,n}$ and $L_{e1,n}$ which is then used as a-priori knowledge in the following decoder. Decoding is iterative, and the result of decoding is improved with each iteration. The measure of improvement does, however, gradually decrease with the further iteration. From a certain number of iterations the output signal of the turbo-decoder 22 is supplied to a detector (not shown), as is customary in such transmission systems.

In order to adapt use of the RCPTC to the existing service requirements, it might be conceivable to adapt the RSC coders, which would, however, result in an undesirable additional burden as regards hardware costs. Adaptation of the interleaver size to the particular services is known per se while also constituting a problem when an RCPTC is used on account of the flexibility thereof.

Moreover the number of iterations in decoding may be adjusted in accordance with the QoS criterion while taking into account the total complexity of coding. Two possibilities of utilizing this property of the turbo-code exist at the receiver. For a given QoS criterion the number of iterations may be increased with an increasing signal/noise ratio E_b/N_0 . This is particularly advantageous in fading channels, for example in transmission channels. On the other hand, the number of iterations may also be varied with a QoS criterion changing in time. Adjustability of the number of decoding iterations only exists concurrently with the use of turbo-codes, in particular of an RCPTC.

Another possibility of improving the performance in a system including an RCPTC consists in adjusting puncturing such that an RCPTC with varying code rates $R_{c,min} \leq R_c \leq R_{c,max}$ may be provided, whereby the coding properties may be modified at unchanged turbo-code interleavers and RSC coders.

For puncturing, basically the sequences u , c_1 and c_2 are available. When two of the sequences are fully suppressed by puncturing, the maximum code rate $R_{c,max} = 1$ is assumed. In this case the coding properties depend on which ones of the sequences are



punctured. If, for example, the redundancy sequences c_1 and c_2 are punctured completely, with only the sequence u being transmitted unchanged, an ECC may not be obtained, and time diversity gains at the receivers are not obtainable in the case of fading channels. In this case the turbo-decoder is reduced to a simple threshold value detector.

If one of the redundancy sequences C_1 or C_2 is fully suppressed by puncturing, with only the second redundancy sequence being allowed to pass together with the sequence u , the turbo-coder becomes a conventional RSC coder. The turbo-decoder is reduced to an RSC decoder realized for performing half an iteration. A-priori knowledge based on extrinsic information does not exist in this case. The coding rate R_c may be varied between $1/2$ and 1 depending on the QoS criterion. As $N_e = 2$ applies, the RSC coders may be based on two different codes, and the QoS criterion and the coding complexity may be varied by suppressing a particular redundancy sequence C_1 or C_2 without modifying the coding rate R_c .

The above mentioned possibilities do, however, prevent a turbo-code operation which is only available when bits of both redundancy sequences C_1 and C_2 are transmitted, where:

$$u_n \# u_{1,n}$$

with u_n and $u_{1,n}$ being contained in u and u_1 , respectively. In this case:

$$R_{c,min} \leq R_c < 1.$$

The minimum coding rate $R_{c,min} = 1/(N_e + 1)$ is realized when puncturing is not performed. In this case either conventional RSC decoding or turbo-decoding may be realized, depending on QoS criterion and transmission channel state, with both factors varying in time in transmission applications.

In genuine turbo-code operation the following variants are possible. The sequence u is not punctured, the redundancy sequences c_1 and c_2 are punctured partly. In this case operation as RSC code or as turbo-code is possible, the number of decoding iterations is



adjustable, and the coding rate may be situated between $1/3$ and 1 . This kind of puncturing is referred to as Berrou puncturing.

One alternative possibility is partial puncturing of the sequence u and of the redundancy sequences c_1 and c_2 . In this case, operation with RSC code is not possible, but only with a turbo-code. The number of decoding iterations is adjustable, and the coding rate may be situated between $1/3$ and 1 . This kind of puncturing is referred to as UKL puncturing (UKL = University Kaiserslautern). Finally one may furthermore consider the case in which no puncturing takes place. In this case operation is possible with an RSC code and with a turbo-code. The number of decoding iterations is adjustable, and the coding rate is $1/3$.

The advantageous feature with RCPTC lies in the possibility of adaptively modifying the coding rate R_c , wherein the required information may be transmitted with an ARQ without having to transmit the entire coded packet. Transmission of an additional part of the information which compensates the difference in the coding rate, is sufficient.

Having described the possibilities of adapting coding in the case of RCPTC, the effects of the adaptation options on the performance of the system when using RCPCT shall now be described by referring to simulations.

Fig. 4 shows the performance of the RCPTC in a graphic representation in which the bit error rate BER is plotted over the signal/noise ratio E_b/N_0 for voice transmission via an AWGN channel. The packet size was 150 bits, and the coding rate about $= 1/3$. The carrier data rate for voice transmission was $8 = \text{kbits/s}$. Uncoded transmission is shown as a reference line. The parameter of these simulations is the number of decoding iterations, which varies between 1 and 5. After the first decoding iteration, the minimum signal/noise ratio that is required in order to obtain a bit error rate of $< 10^{-3}$ is approximately equal to 3.5 dB. After the second decoding iteration, about 1.3 dB less is necessary. The next decoding iteration allows for a further 0.2 dB gain. The next iterations allow for gains of less than 0.1 dB. After five iterations, the minimum signal/noise ratio that is necessary for a bit error rate of less than 10^{-3} is approximately equal to 1.8 dB. It therefore is evident that the performance improvement becomes less with increasing iterations. In comparison, a conventional NSC code having a constraint



length of 9 necessitates about 1.9 dB in order to achieve the same bit error rate of $< 10^{-3}$. The RCPTC therefore is somewhat more performing than conventional codes, even at packet sizes as small as 150 bits.

Fig. 5 shows the performance of the RCPTC in a graphic representation in which the bit error rates BER are shown over the signal/noise ratio E_B/N_0 for narrowband ISDN at a carrier data rate of 144 kbits/s, a packet size of 672 bits, a code rate of about 1/2 and a Rayleigh fading channel fully subjected to interleaving. The simulation parameter again is the number of decoding iterations. After four decoding iterations, a bit error rate of less than 10^{-3} necessitates a minimum signal/noise ratio of 3.8 dB. After ten iterations, only about 3.4 dB are still necessary. A conventional NSC code having a similar decoding complexity as four decoding iterations has a constraint length of 8 and necessitates a signal/noise ratio that is higher by 1.1 dB.

Figs. 6 to 9 show graphic representations for the performance when using RCPTC, with the bit error rate BER or the frame error rate FER being plotted over the signal/noise ratio E_B/N_0 . Fig. 6 shows the bit error rate over the signal/noise ratio at a packet size of 672 bits, ten decoding iterations and an AWGN channel. Fig. 7 shows the bit error rate over the signal/noise ratio at a packet size of 672 bits, ten decoding iterations and a Rayleigh fading channel fully subjected to interleaving. Fig. 8 shows the frame error rate FER over the signal/noise ratio at a packet size of 672 bits, ten decoding iterations and an AWGN channel. Fig. 9 shows the frame error rate over the signal/noise ratio at a packet size of 672 bits, 10 decoding iterations and a Rayleigh fading channel fully subjected to interleaving. In the graphic representations of Figs. 6 to 9, two different puncturing methods are used, namely, Berrou puncturing and UKL puncturing as mentioned above. It can be seen that Berrou puncturing has a better performance at lower values of the signal/noise ratio, while UKL puncturing is advantageous at a high signal/noise ratio and thus at bit error rates of $< 10^{-3}$. The intersection points move toward lower bit error rates at increasing coding rates.

In Fig. 10 the bit error rate is shown over the variance of the Log Likelihood Ratios (LLR) at the output of the second decoder, under the assumption of an RCPTC, a packet size of 372 bits, ten decoding iterations and an AWGN channel. From this figure it can be seen that the coding rate has no influence on the relationship between the bit error rate and the variance σ^2_{LLR} because these two variables have a similar



dependency on the signal/noise ratio E_B/N_0 . Accordingly, when σ^2_{LLR} is known, an estimation of the bit error rate may easily be performed, the result of which may serve as a basis for an action, e.g. for an adaptation of the decoding iteration number or the coding rate for improving the transmission quality or, in the case of ARQ, for requesting a renewed transmission of an incorrectly coded package.

Fig. 11 finally shows the variance σ^2_{LLR} of the Log Likelihood Ratio LLR at the output of the second decoder in relation with the signal/noise ratio E_B/N_0 when using RCPTC with a packet size of 600 bits, a code rate of about 5/9, ten decoding iterations and an AWGN channel. The RCPTC was adapted to a 64 kbits/s carrier service. It can be seen from **Fig. 11** that a similar reflection as in connection with **Fig. 10** also is true for the dependency of the variance σ^2_{LLR} on the occurrence of packet errors. For incorrectly decoded packets, σ^2_{LLR} is always greater than σ^2_{LLR} in the case of correctly decoded packets. If, therefore, the signal/noise ratio E_B/N_0 and σ^2_{LLR} are known for a packet just having been examined, then a soft-decision variable being in a relation with the likelihood of a packet error may easily be generated and utilized for control purposes.

Even if the present description mainly relates to the application of the invention to digital mobile radio, the invention is not limited thereto but may generally be employed with the named advantages in digital transmission systems, e.g. in circuit-switched systems, optical transmission systems (infrared and laser transmission systems), satellite radio systems, deep-space transmission systems, radio relay transmission systems and broadcast transmission systems (digital radio or TV).



Claims

1. A method for estimating the service quality on transmission channels in a digital transmission system, wherein turbo-coding is performed on the transmitter side in a turbo-coder and turbo-decoding is performed on the receiver side in a turbo-decoder with soft-decision output signals for channel coding, **characterized in that** the service quality is determined from the variances of the soft-decision output signals on the turbo-decoder.
2. The method according to claim 1, wherein a soft-input/soft-output symbol or sequence estimator is used on the receiver side, characterized in that the service quality is determined from the variances σ^2 of the soft-decision output signals of the turbo-decoder.
3. The method according to claim 2, characterized in that the bit error rate is calculated from the variances σ^2 as a measure for the service quality.
4. The method according to claim 2, wherein an MAP symbol estimator or an MAP sequence estimator is used on the receiver side, characterized in that the service quality is determined from the variances σ^2_{LLR} of the soft-decision output signals of the turbo-decoder.
5. The method according to claim 2, wherein a Viterbi algorithm is used on the receiver side for sequence estimation, characterized in that the service quality is determined from the variances σ^2_{VIT} of the soft-decision output signals of the turbo-decoder.
6. The method according to any one of the preceding claims, characterized in that a so-called Berrou puncturing is used for puncturing, with only the non-systematic information being punctured.
7. The method according to any one of claims 1 to 5, characterized in that the so-called UKL puncturing is used for puncturing, with both systematic and non-systematic information being punctured.



8. The method according to any one of the preceding claims, characterized in that the number of the decoding iterations is optimized by taking into account the related time delay of the improvement of the decoding result.

9. The method according to any one of the preceding claims, characterized in that an RCPTC is used as a turbo-code.

10. Means for estimating the service quality on transmission channels in a digital transmission system including a transmitter-side turbo-coder and a receiver-side turbo-decoder for outputting soft-decision output signals for carrying out the method in accordance with any one of the preceding claims, characterized by calculating means for calculating the service quality from the variances of the soft-decision output signals of the turbo-decoder (22).

11. Means according to claim 10, characterized in that the turbo-coder (2) includes two RSC coders (4, 6) connected in parallel, an interleaver (8) connected upstream from one of the RSC coders (6), and puncturing/multiplexer means (10) to which the systematic sequences and the coded sequences from the RSC coders (4, 6) are supplied, and in that the turbo-decoder (22) includes two RSC decoders (24, 26), one turbo-code interleaver (28) between an output of the first RSC decoder (24) and an input of the second RSC decoder (26), as well as a turbo-code deinterleaver (30) between an output of the second RSC decoder (26) and an input of the first RSC decoder (24).

12. Means according to claim 11, characterized in that the puncturing/multiplexer means (10) perform puncturing in accordance with the so-called Berrou puncturing, wherein only the non-systematic information is punctured.

13. Means according to claim 11, characterized in that the puncturing/multiplexer means (10) perform puncturing in accordance with UKL-puncturing, wherein both the systematic and the non-systematic information is punctured.

14. Means according to claim 10, characterized in that the number of decoding iterations in the turbo-decoder (22) is optimized by taking into account the associated time delay while improving the decoding result.

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

☐ **BLACK BORDERS**

☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**

☐ **FADED TEXT OR DRAWING**

☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**

☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**

☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**

☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**

☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**

☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**

☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.